

Publication number: JP7333447

Publication date: 1995-12-22

Inventor: OKAMOTO

Inventor: OKAMOTO KATSUNARI; YAMADA HIROAKI

Applicant: NIPPON TELEGRAPH & TELEPHONE

Classification:

- international: **G02B6/12; H04B10/02; G02B6/12; H04B10/02; (IPC1-7): G02B6/12; H04B10/02**

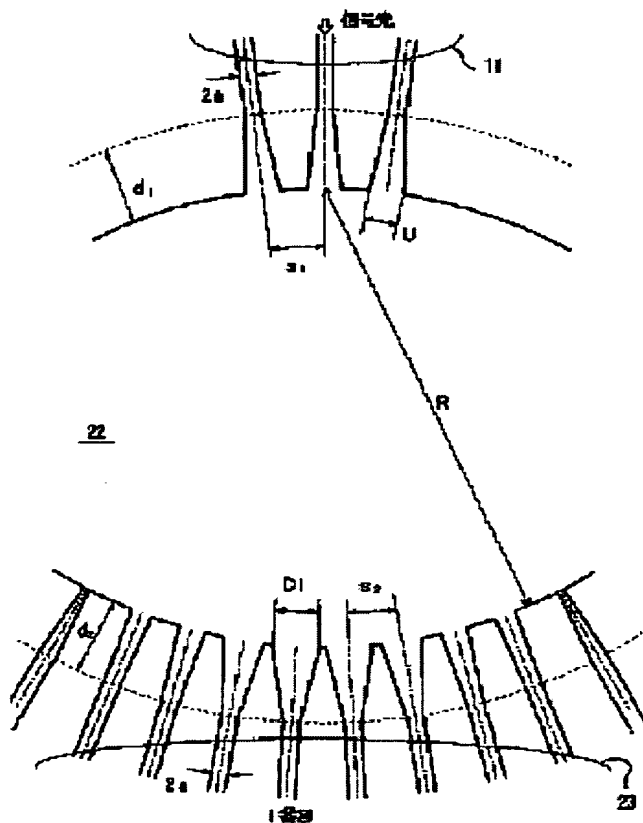
- european:

Application number: JP19940130632 19940613

Priority number(s): JP19940130632 19940613

Abstract of JP7333447

PURPOSE: To realize an optical equalizer which compensates dispersion of optical fibers and the array waveguide diffraction gratings having flat optical frequency characteristics with each of respective channels by specifying the parameters of array waveguide diffraction gratings. **CONSTITUTION:** Signal light of a frequency (f) (wavelength $\lambda = c/f$) is spread by diffraction in the first sectional slab waveguide 22 and is introduced to the channel waveguide array 23 arranged perpendicularly to its diffraction plane when this signal light is made incident on the central part of the channel waveguide 11 for input. At this time, the quantity of the light power to be taken into the respective waveguides of the channel waveguide array 23 depends upon the core opening widths D1 of the respective waveguides. The core opening widths D of the respective waveguides of the channel waveguide array 23 are set at prescribed values at the boundary of the first sectional slab waveguide 22 and the channel waveguide array 23, by which the photoelectric amplitude $Bit(n+1)$ of the (n+1)th (n=0 to N-1) is assigned and the prescribed waveguide length $Q(n+1)$ at about the wavelength λ of below of the light is adjusted.



<http://v3.espacenet.com/textdoc?DB=EPODOC&IDX=JP7333447&F=0>

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-333447

(43)公開日 平成7年(1995)12月22日

(51)Int.Cl.⁶

G 0 2 B 6/12

H 0 4 B 10/02

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

G 0 2 B 6/12

H 0 4 B 9/00

U

審査請求 未請求 請求項の数1 O L (全10頁)

(21)出願番号 特願平6-130632

(22)出願日 平成6年(1994)6月13日

(71)出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都新宿区西新宿三丁目19番2号

(72)発明者 岡本 勝就

東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日

本電信電話株式会社内

(72)発明者 山田 裕朗

東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日

本電信電話株式会社内

(74)代理人 弁理士 古谷 史旺

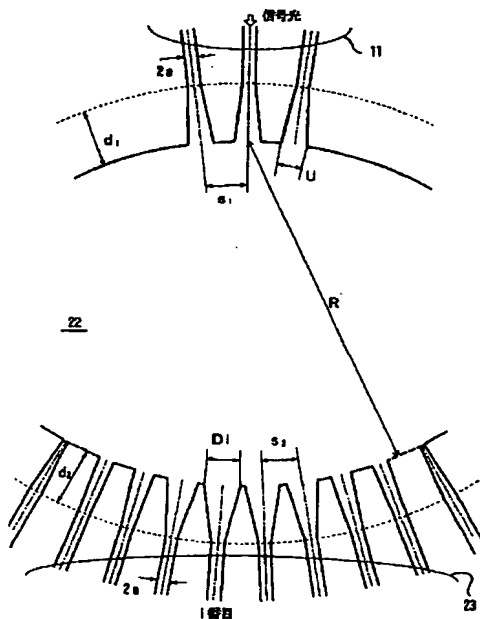
(54)【発明の名称】 光信号処理回路

(57)【要約】

【目的】 光ファイバの分散を補償する光等化器、また各チャンネルごとにフラットな光周波数特性を有するアレイ導波路回折格子として機能する光信号処理回路を実現する。

【構成】 アレイ導波路回折格子の構成において、第1の扇形スラブ導波路とチャンネル導波路アレイとの境界におけるチャンネル導波路アレイの各導波路のコア開口部がそれぞれ所定の幅を有する。さらに、所定の導波路長差で順次長くなるチャンネル導波路アレイの各導波路が、それぞれ信号光の波長程度以下の所定の導波路長を加減した長さを有する。

第1の扇形スラブ導波路22の近傍の構造



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 基板上に、入力用チャネル導波路と、出力用チャネル導波路と、所定の導波路長差で順次長くなる複数本の導波路からなるチャネル導波路アレイと、前記入力用チャネル導波路と前記チャネル導波路アレイとを接続する第1の扇形スラブ導波路と、前記チャネル導波路アレイと前記出力用チャネル導波路とを接続する第2の扇形スラブ導波路とを形成した光信号処理回路において、

前記第1の扇形スラブ導波路と前記チャネル導波路アレイとの境界におけるチャネル導波路アレイの各導波路のコア開口部がそれぞれ所定の幅を有し、

所定の導波路長差で順次長くなるチャネル導波路アレイの各導波路が、それぞれ信号光の波長程度以下の所定の導波路長を加減した長さを有することを特徴とする光信号処理回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、光ファイバの分散によって光信号に生じた歪みを波形整形する光等化器、あるいは波長分波機能を有するアレイ導波路回折格子として、所定の光周波数フィルタ特性を有する光信号処理回路に関する。

【0002】

【従来の技術】 既設の多くの光ファイバは波長 $1.3\mu\text{m}$ で零分散となり、波長 $1.55\mu\text{m}$ で損失が最低になる特性を有している。この光ファイバに波長 $1.55\mu\text{m}$ の光信号を入射すると、光ファイバの分散によって光信号周波数（変調周波数） f が高くなるにつれて伝搬遅延時間 τ が小さくなる（伝搬速度が速くなる）。したがって、この光ファイバを伝搬する光信号は、その波長スペクトルの広がりに応じて波形が歪む。この歪みが大きくなると、光ファイバの伝送容量あるいは伝送距離が制限されることになる。

【0003】 等化器は、このような光ファイバの分散を補償して光信号を波形整形するものである。従来の等化器としては、光信号を電気信号に変換して使用するマイクロストリップ線路が知られている。その構造は図9に示すように、誘電体1とその両面に接合される金属導体2、3である。伝搬遅延時間 τ は、図10に示すように信号周波数 f が高くなるにつれて大きくなる（伝搬速度が遅くなる）。また、マイクロストリップ線路の長さ L に応じてその割合が大きくなる。このように、伝搬遅延特性はマイクロストリップ線路と光ファイバとは逆になる。したがって、分散を有する光ファイバを伝搬した光信号は、電気信号に変換した後に、所定の長さ L のマイクロストリップ線路を通すことにより、光ファイバにおける分散の影響を相殺することができる。

【0004】 次に、波長分波機能を有する従来のアレイ導波路回折格子について、図11～図13を参照して説

2

明する。図11は、従来のアレイ導波路回折格子の構成を示す平面図である。

【0005】 図において、基板10上に形成した複数本（または1本）の入力用チャネル導波路11、第1の扇形スラブ導波路12、導波路長差 ΔL で順次長くなる複数本の導波路からなるチャネル導波路アレイ13、第2の扇形スラブ導波路14、複数本の出力用チャネル導波路15を順次接続した構成である。

【0006】 図12は、第1の扇形スラブ導波路12の近傍の構造を示す拡大図である。なお、第2の扇形スラブ導波路14においても同様である。図において、 R は第1の扇形スラブ導波路12の曲率半径、 $2a$ は入力用チャネル導波路11およびチャネル導波路アレイ13の各導波路のコア幅、 U は入力用チャネル導波路11の各導波路のコア開口幅、 s_1 は入力用チャネル導波路11のスラブ導波路境界での導波路間隔、 D はチャネル導波路アレイ13の各導波路のコア開口幅、 s_2 はチャネル導波路アレイ13のスラブ導波路境界での導波路間隔、 d_1 、 d_2 は各テーパ導波路部分の長さを示す。ここで、 U および D はそれぞれ一定である。

【0007】 このような構成において、所定の入力用チャネル導波路11から入射した光は、第1の扇形スラブ導波路12において回折により広がり、その回折面と垂直に配置されたチャネル導波路アレイ13に導かれる。チャネル導波路アレイ13は、各導波路が導波路長差 ΔL で順次長くなっているため、各導波路を伝搬して第2の扇形スラブ導波路14に到達した光には導波路長差 ΔL に対応する位相差が生じている。この位相差は光周波数により異なるため、第2の扇形スラブ導波路14のレンズ効果で出力用チャネル導波路15の入力端に集光する際に、光周波数ごとに異なる位置に集光する。

【0008】 アレイ導波路回折格子は、このように入力用チャネル導波路11から入射された光の周波数に対応して、出力用チャネル導波路15の導波路が選択される光分波器として動作する。従来のアレイ導波路回折格子では、図13に示すように、出力用チャネル導波路15の各導波路に対応にその中心周波数（ここでは100GHz間隔）の近傍で放物線状の光周波数特性となる。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】 従来のマイクロストリップ線路による等化器では、波形整形するために光信号を一旦電気信号に変換する必要があるが、全光中継システムに用いることができなかった。さらに、信号周波数 f が高くなるとマイクロストリップ線路の導体損失が増加するので、光信号の波形整形を行っても光ファイバの伝送容量と伝送距離を共に高めることは困難であった。

【0010】 また、従来のアレイ導波路回折格子は、図13に示すように放物線状の光周波数特性を有し3dB帯域幅は27GHzと狭い。したがって、入力用チャネル導波路11に入射された光の波長がその中心波長から変動し

た場合には、出力用チャネル導波路15の所定のチャネルへ出射される光の損失が大幅に増加し、またクロストークを劣化させる問題があった。

【0011】本発明は、光ファイバの分散を補償する光等化器、また各チャネルごとにフラットな光周波数特性を有するアレイ導波路回折格子を実現し、大容量・長距離光通信および波長分割ルーティングに適した光信号処理回路を提供することを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明の光信号処理回路は、第1の扇形スラブ導波路とチャネル導波路アレイとの境界におけるチャネル導波路アレイの各導波路のコア開口部がそれぞれ所定の幅を有する。さらに、所定の導波路長差で順次長くなるチャネル導波路アレイの各導波路が、それぞれ信号光の波長程度以下の所定の導波路長を加減した長さを有する。

【0013】

【作用】アレイ導波路回折格子を構成するチャネル導波路アレイの各導波路の光電界分布と位相は、各導波路のコア開口幅と、信号光の波長程度以下の所定の導波路長を加減した各導波路の長さに応じて設定することができる。

【0014】本発明の光信号処理回路では、この原理に基づいて、チャネル導波路アレイの各導波路のコア開口幅と長さを調整する。これにより、チャネル導波路アレイの光電界分布と位相を制御し、出力用チャネル導波路の各チャネルにおける光周波数特性を制御することができる。たとえば、光ファイバの分散特性と逆符号の光周波数特性を実現することができる。また、各チャネルごとにフラットな光周波数特性を有するアレイ導波路回折格子を実現することができる。

【0015】

【実施例】図1は、本発明の光信号処理回路の構成を示す平面図である。図において、基板10上に形成した複

数本（または1本）の入力用チャネル導波路11、第1の扇形スラブ導波路22、所定の導波路長差で順次長く*

$$\phi_i = \beta_c \{L_c + (i-1)\Delta L + Q(i)\} \quad \dots(1)$$

と表される。ただし、 β_c は導波路の伝搬定数である。

1番目の導波路から第2のスラブ導波路14に入射された光は多重干渉し、光の周波数 f に応じたポート（本実施例では出力用チャネル導波路15の中心ポート）に出射される。出射光の電界振幅 $G(f)$ は、

【0020】

$$m_{FOW} = n_c \Delta L / \lambda_0 = n_c \Delta L f_0 / c \quad \dots(3)$$

の関係が成り立つ。ただし、

$$n_c = \beta_c / k \quad \dots(4)$$

であり、 λ_0 および f_0 はそれぞれ信号光の中心波長および中心周波数である。

【0022】また、アレイ導波路回折格子の周波数帯域

$$W = f_0 / m_{FOW} \quad \dots(5)$$

*なる複数 N 本の導波路からなるチャネル導波路アレイ23、第2の扇形スラブ導波路14、複数本の出力用チャネル導波路15を順次接続した構成である。なお、この基本構成は図12に示す従来のアレイ導波路回折格子と同じである。本発明では、第1の扇形スラブ導波路22およびチャネル導波路23が従来のものと異なる。

【0016】図2は、第1の扇形スラブ導波路22の近傍の構造を示す拡大図である。なお、第2の扇形スラブ導波路14の近傍の構造は、図12に示す従来の第1の扇形スラブ導波路12と同じ構造である。

【0017】図において、 R は第1の扇形スラブ導波路22の曲率半径、 $2a$ は入力用チャネル導波路11およびチャネル導波路アレイ23の各導波路のコア幅、 U は入力用チャネル導波路11のコア開口幅、 s_1 は入力用チャネル導波路11のスラブ導波路境界での導波路間隔、 D_1 はチャネル導波路アレイ23の一端から1番目（ i は1～ N ）の導波路のコア開口幅、 s_i はチャネル導波路アレイ23のスラブ導波路境界での導波路間隔、 d_1 、 d_i は各テーパ導波路部分の長さを示す。ここで、 U は一定であるが、 D_i は各導波路ごとに異なる。

【0018】本実施例では、入力用チャネル導波路11の中心ポートに周波数 f （波長 $\lambda = c/f$ ）の信号光が入射されたとする。入射された信号光は、第1の扇形スラブ導波路22において回折により広がり、その回折面と垂直に配置されたチャネル導波路アレイ23に導かれる。このとき、チャネル導波路アレイ23の各導波路に取り込まれる光パワーの量は、各導波路のコア開口幅 D_i に依存する。いま、 i 番目（ i は1～ N ）の導波路の光電界振幅を $\text{Bit}(i)$ （実数）とする。チャネル導波路アレイ23は、図1では内側から、図2では右側から各導波路が導波路長差 ΔL で順次長くなるように構成する。これに加えて、 i 番目の導波路の長さには波長 λ 程度以下の所定の導波路長 $Q(i)$ が加減される。

【0019】ここで、一番右側（ $i=1$ ）の導波路の長さを L_c とすると、 i 番目の導波路を通して第2の扇形スラブ導波路14に出るときの光の位相 ϕ_i は、

※【数1】

$$G(f) = \sum_{i=1}^N \text{Bit}(i) \exp(-j\phi_i) \quad \dots(2)$$

【0021】と表される。いま、アレイ導波路回折格子の回折次数を m_{FOW} とすると、

※

$$m_{FOW} = n_c \Delta L / \lambda_0 = n_c \Delta L f_0 / c \quad \dots(3)$$

の関係が成り立つ。ただし、

$$n_c = \beta_c / k \quad \dots(4)$$

であり、 λ_0 および f_0 はそれぞれ信号光の中心波長および中心周波数である。

【0022】また、アレイ導波路回折格子の周波数帯域

$$W = f_0 / m_{FOW} \quad \dots(5)$$

(Free Spectral Range :FSR) W と回折次数 m_{FOW} の間には、

の関係が成り立つ。ここで、光周波数をアレイ導波路回* *折格子の周波数帯域内で離散化して

$$f = f_s = f_0 + sW/N \quad (s = -N/2 \sim N/2-1) \quad \dots(6)$$

と表す。このとき、式(3)、(4)、(5)、(6)より、 $\beta_c \Delta L$ ※ ※のs番目の成分は、

$$\beta_c(s) \Delta L = 2\pi(m_{FDM} + s/N) \quad \dots(7)$$

となる。これを用いて式(1)を書き直すと

$$\phi_i(s) = \beta_c(s) L_c + (i-1)2\pi(m_{FDM} + s/N) + \beta_c(s) Q(i) \quad \dots(8)$$

となる。式(8)および式(2)を用いて出射光の電界振幅 ★【0023】

G(f)のs番目の成分を求めると、 ★【数2】

$$G(f_s) = G(s \Delta f) = \exp(-j\beta_c(s)L_c) \\ \times \sum_{i=1}^N \text{Bit}(i) \exp \left\{ -j2\pi \frac{(i-1)s}{N} - j\beta_c(s)Q(i) \right\} \quad \dots(9)$$

【0024】と表される。ただし、 $\Delta f = W/N$ であ ★【0025】

る。ここで、 $n=i-1$ ($n=0 \sim N-1$)と置き換えると、 【数3】

式(9)は、 ★

$$G(s \Delta f) = \exp(-j\beta_c(s)L_c) \\ \times \sum_{n=0}^{N-1} \text{Bit}(n+1) \exp \left\{ -j2\pi \frac{sn}{N} - j\beta_c(s)Q(n+1) \right\} \quad \dots(10)$$

【0026】となる。ただし、 $L_c \gg Q(n+1)$ であるの 20◆で、

で、 $\beta_c(s)Q(n+1)$ を $\beta_c(0)Q(n+1)$ とおいた。ここ◆

$$g(n) = \text{Bit}(n+1) \exp(-j\beta_c(0)Q(n+1)) \quad \dots(11)$$

とおくと、式(10)は、 ★【数4】

【0027】 ★

$$G(s \Delta f) \exp(j\beta_c(s)L_c) = \sum_{n=0}^{N-1} g(n) \exp \left\{ -j2\pi \frac{sn}{N} \right\} \quad \dots(12)$$

【0028】となる。この式は、g(n)とG(sΔf)の間の離散フーリエ変換の関係を表している。すなわち、

第1の扇形スラブ導波路22とチャネル導波路アレイ23との境界において、チャネル導波路アレイ23の各導波路のコア開口幅を所定値に設定して(n+1)番目(n=0~N-1)の光電界振幅Bit(n+1)を指定し、かつ光の波長λ程度以下の所定の導波路長Q(n+1)を加減することにより、(n+1)番目の導波路の位相を調節する。これに※

※より、所定の複素振幅係数g(n)を実現することができ、式(12)によって所望の光周波数特性G(sΔf)を得ることができる。

【0029】これとは逆に所望の光周波数特性G(sΔf)が既に与えられている場合には、

【0030】

【数5】

$$g(n) = \frac{1}{N} \sum_{s=-N/2}^{N/2-1} G(s \Delta f) \exp(j\beta_c(s)L_c) \exp \left\{ j2\pi \frac{sn}{N} \right\} \quad \dots(13)$$

【0031】の離散フーリエ逆変換によって複素振幅係数g(n)が与えられる。そして(n+1)番目(n=0~N-1)の光電界振幅Bit(n+1)は、式(11)より複素振幅係数g(n)の絶対値として与えられ、その導波路に加減する導波路長Q(n+1)は、複素振幅係数g(n)の位相項から求められる。このようにして、第1の扇形スラブ導波路22とチャネル導波路アレイ23との境界におけるチャネル導波路アレイ23の各導波路のコア開口幅D★

$$H(\omega) = H_0 \exp \{ -j(\beta'' L/2)(\omega - \omega_0)^2 \} \quad \dots(14)$$

で与えられる。ただし、 $\beta'' = d^2 \beta / d\omega^2$ 、 ω_0 は光の中心角周波数、Lはファイバ長、H₀は定数である。★

$$\beta'' = (\lambda_0^3 / 2\pi c) \sigma \quad \dots(15)$$

の関係が成り立つ。ただし、cは真空中の光速、 $\lambda_0 = 2\pi c / \omega_0$ である。

★₀₊₁と、加減する導波路長Q(n+1)が決定される。以上は、本発明の光信号処理回路の光周波数フィルタとしての一般的な説明である。

【0032】(第1実施例)以下、本発明の光信号処理回路の第1実施例として、光等化器に用いる場合の具体例について説明する。

【0033】まず、光ファイバの周波数応答H(ω)は、

【0034】いま、波長 λ_0 の単位を μm 、光ファイバの分散 σ の単位を $\text{ps}/\text{km} \cdot \text{nm}$ 、ファイバ長 L の単位を km としたとき、

$$p = \pi \cdot 10^{-5} \cdot \lambda_0^2 \sigma L / 3 \quad \dots(16)$$

とおくと、光ファイバの周波数応答 $H(\omega)$ は、

$$H(\omega) = H_0 \exp \{-j p (f - f_0)^2\} \quad \dots(17)$$

と表される。ただし、光周波数 f および f_0 の単位は GHz ※【0035】

である。これより、光ファイバの信号遅延時間 t_r は、※【数6】

$$\begin{aligned} t_r &= -\frac{d}{d\omega} \{ \arg(H) \} = -\ln \left\{ \frac{H'(\omega)}{H(\omega)} \right\} \\ &= \frac{p}{\pi} (f - f_0) = \frac{10^{-5} \lambda_0^2 \sigma L}{3} (f - f_0) \quad (\text{nsec}) \quad \dots(18) \end{aligned}$$

【0036】で与えられる。したがって、本発明の光信号処理回路の光周波数特性 $G(s, \Delta f)$ が G_0 を定数と★

$$G(s, \Delta f) = G_0 \exp \{ j p (f_s - f_0)^2 \} = G_0 \exp \{ j p (s \Delta f)^2 \} \quad \dots(19)$$

であるとき、光ファイバの分散特性(式(14)または式(17))を補償する光等化器が実現できる。 ☆に代入することにより、

【0038】

【0037】光等化器の具体的設計は、式(19)を式(13)★【数7】

$$g(n) = \frac{1}{N} \sum_{s=-N/2}^{N/2-1} G_0 \exp \{ j p (s \Delta f)^2 \} \exp \{ j \beta_c(s) L_c \} \exp \left\{ j 2\pi \frac{sn}{N} \right\} \quad \dots(20)$$

【0039】の離散フーリエ逆変換によって複素振幅係数 $g(n)$ を求める。上述したように、 $(n+1)$ 番目($n=0 \sim N-1$)の光電界振幅 $\text{Bit}(n+1)$ は式(11)より複素振幅係数 $g(n)$ の絶対値として与えられ、その導波路に加減する導波路長 $Q(n+1)$ は複素振幅係数 $g(n)$ の位相項から求められる。このようにして、第1の扇形スラブ導波路22とチャネル導波路アレイ23との境界におけるチャネル導波路アレイ23の各導波路のコア開口幅 D_{n+1} と加減する導波路長 $Q(n+1)$ が決定される。

【0040】本実施例のアレイ導波路回折格子において、 $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$ 、 $N=128$ 、 $R=5.63\text{mm}$ 、 $\Delta L=1.03749\text{mm}$ 、 $2a=7 \mu\text{m}$ (コア厚 $2t=6 \mu\text{m}$ 、比屈折率差 $\Delta=0.75\%$)、 $U=7 \mu\text{m}$ 、 $d_1=450 \mu\text{m}$ 、 $s_1=50 \mu\text{m}$ 、 $D_0=12 \mu\text{m}$ 、 $d_2=750 \mu\text{m}$ 、 $s_2=15 \mu\text{m}$ としたとき、 $n_c=1.4507$ 、 $m_{\text{row}}=971$ 、 $W=200\text{GHz}$ 、 $\Delta f=1.56\text{GHz}$ となる。

【0041】このアレイ導波路回折格子により、 $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$ 、分散 $\sigma = -10 \text{ps}/\text{km} \cdot \text{nm}$ 、長さ $L=10\text{km}$ の光ファイバの分散を補償(等化)するには、式(20)に従って $g(n)$ を求め、 $i (=n+1)$ 番目($i=1 \sim N$ 、 $n=0 \sim N-1$)の光電界振幅 $\text{Bit}(i)$ および加減する導波路長 $Q(i)$ を求める。

【0042】図3は光電界振幅 $\text{Bit}(i)$ の分布を示し、図4は加減する導波路長 $Q(i)$ を波長で規格化した過剰光路長 $Q(i)/\lambda_0$ の分布を示す。第1の扇形スラブ導波路22とチャネル導波路アレイ23との境界における i 番目の導波路のコア開口幅 D_i は次のようにして決める。 $\text{Bit}(i)$ の最大値(図3の場合には $i=38$ 番目)を

B_{max} とし、これに対応するコア開口幅を D_{max} とする。すなわち、図3の場合には $D_{\text{max}} = D_{38}$ である。コア開口幅とチャネル導波路アレイ中を伝搬する光強度(光電界強度の自乗)とは比例するので、

【0043】

【数8】

$$\frac{D_i}{D_{\text{max}}} = \left| \frac{\text{Bit}(i)}{B_{\text{max}}} \right|^2 \quad \dots(21)$$

【0044】の関係が成り立つ。したがって、 i 番目の導波路のコア開口幅 D_i は、

【0045】

【数9】

$$D_i = \left| \frac{\text{Bit}(i)}{B_{\text{max}}} \right|^2 \cdot D_{\text{max}} \quad \dots(22)$$

【0046】で与えられる。式(22)において $D_{\text{max}} = D_0 = 12 \mu\text{m}$ とし、 i 番目の導波路のコア開口幅 D_i を決定し、かつ上述のアレイ導波路回折格子のパラメータを用いてマスクを作製し、石英系光導波路を用いて本実施例の光信号処理回路を作製した。

【0047】以下、その作製手順を示す。シリコン基板上に火炎堆積法によって SiO_2 下部クラッド層を堆積し、次に GeO_2 をドーパントとして添加した SiO_2 ガラスのコア層を堆積し、電気炉で透明ガラス化した。次に、前記設計に基づくパターンを用いてコア層をエッチングし、光導波路部分を作製した。最後に、再び SiO_2 上部クラッド層を堆積した。このようにして作製した光等化器の位相特性の測定結果を図5に示す。

【0048】図5において、実線は作製した光等化器の

位相特性を示す。破線は、分散 $\sigma = -10(\text{ps/km}\cdot\text{nm})$ で長さ $L=100(\text{km})$ の光ファイバの位相特性(式(17))において $p = -0.0252(\text{GHz})^2$ の逆符号の特性を示す。すなわち、等化器に要求される位相特性である。本測定結果は、 $f = f_0 - 25 \sim f_0 + 25(\text{GHz})$ の50GHzの範囲で光ファイバの分散を精度よく等化できることを示している。

【0049】(第2実施例)次に、本発明の光信号処理回路の第2実施例として、光周波数特性がフラットなアレイ導波路回折格子として用いる場合の構成について説明する。

【0050】基本的な構成は、光等化器として用いる場合と同様である。ただし、第1の扇形スラブ導波路22との境界におけるチャネル導波路アレイ23の各導波路のコア開口幅 D_i と、その導波路に加減する導波路長 Q_i *

$$G(s, \Delta f) = \begin{cases} 1 & \cdots s = -5 \sim 5 \\ 0 & \cdots s = -N/2 \sim -6, 6 \sim N/2 - 1 \end{cases} \quad \cdots(23)$$

【0054】とにおいて $g(n)$ を求め、 $i (=n+1)$ 番目($i=1 \sim N, n=0 \sim N-1$)の光電界振幅 $B_{ii}(i)$ および加減する導波路長 $Q(i)$ を求める。図6は光電界振幅 $B_{ii}(i)$ の分布を示し、図7は加減する導波路長 $Q(i)$ を導波路内波長 $\lambda_s (= \lambda_0 / n_c)$ で規格化した過剰光路長 $Q(i) / \lambda_s$ の分布を示す。なお、第1の扇形スラブ導波路22とチャネル導波路アレイ23との境界における i 番目の導波路のコア開口幅 D_i は、式(22)において $D_{\max} = 12 \mu\text{m}$ として決定した。このようなアレイ導波路回折格子は、光等化器の場合と同様にして作製することができる。その光周波数特性の測定結果を図8に示す。

【0055】図8において、出力用チャネル導波路15では、各導波路対応の中心周波数(ここでは100GHz間隔)の近傍でフラットな光周波数特性を実現でき、3dB帯域幅は従来の27GHzから60GHzにまで拡大された。すなわち、隣接するチャネルへのクロストークを劣化させることなく、3dB帯域幅を大幅に増大させることができる。

【0056】

【発明の効果】以上説明したように本発明の光信号処理回路は、アレイ導波路回折格子のパラメータを適当に選ぶことにより、任意の伝搬遅延特性を実現することができる。これにより、光信号を電気信号に変換することなく、光ファイバの分散を補償する波形整形が可能となり、大容量・長距離光通信を容易に実現することができる。

【0057】また、アレイ導波路回折格子のパラメータを適当に選ぶことにより、隣接する信号チャネルへのクロストークを劣化させることなく、3dB帯域幅を大幅に増大させることができる。したがって、例えばレーザ光源の波長が温度変化によって各信号チャネルの中心波長から変動した場合でも、通過損失を増加させることなく

* (i) の値が異なる。

【0051】本実施例のアレイ導波路回折格子において、 $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$ 、 $N=128$ 、 $R=5.63\text{mm}$ 、 $\Delta L=254.3 \mu\text{m}$ 、 $2a=7 \mu\text{m}$ (コア厚 $2t=6 \mu\text{m}$ 、比屈折率差 $\Delta=0.75\%$)、 $U=7 \mu\text{m}$ 、 $d_1=450 \mu\text{m}$ 、 $s_1=50 \mu\text{m}$ 、 $D_0=12 \mu\text{m}$ 、 $d_2=750 \mu\text{m}$ 、 $s_2=15 \mu\text{m}$ としたとき、 $n_c=1.4507$ 、 $m_{\text{row}}=238$ 、 $W=813.2 \text{GHz}$ 、 $\Delta f=6.35 \text{GHz}$ となる。

【0052】このアレイ導波路回折格子により、 $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$ でフラットな光周波数特性を実現するには、式(13)において、

【0053】

【数10】

所定の分波特性を維持することができる。これにより、波長分割ルーティングシステム等の設計の許容度が増すことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の光信号処理回路の構成を示す平面図。

【図2】第1の扇形スラブ導波路22の近傍の構造を示す拡大図。

【図3】光等化器として用いる場合の光電界振幅 $B_{ii}(i)$ の分布を示す図。

【図4】光等化器として用いる場合の過剰光路長 $Q(i) / \lambda_s$ の分布を示す図。

【図5】光等化器の位相特性の測定結果を示す図。

【図6】アレイ導波路回折格子として用いる場合の光電界振幅 $B_{ii}(i)$ の分布を示す図。

【図7】アレイ導波路回折格子として用いる場合の過剰光路長 $Q(i) / \lambda_s$ の分布を示す図。

【図8】アレイ導波路回折格子の光周波数特性の測定結果を示す図。

【図9】従来の等化器の構成を示す図。

【図10】従来の等化器の伝搬遅延特性を示す図。

【図11】従来のアレイ導波路回折格子の構成を示す平面図。

【図12】第1の扇形スラブ導波路12(第2の扇形スラブ導波路14)の近傍の構造を示す拡大図。

【図13】従来のアレイ導波路回折格子の光周波数特性を示す図。

【符号の説明】

10, 20 基板

11 入力用チャネル導波路

12, 22 第1の扇形スラブ導波路

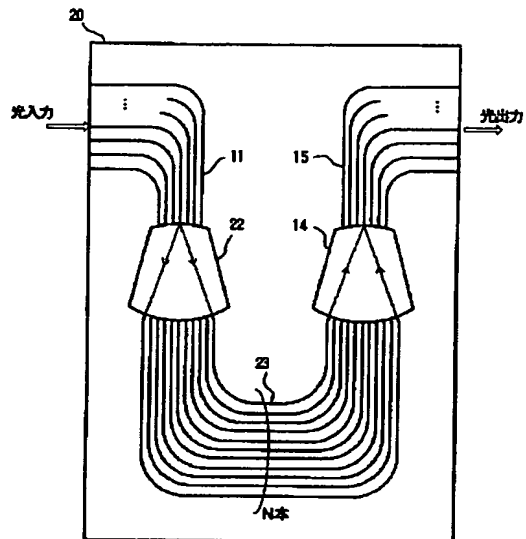
13, 23 チャネル導波路アレイ

14 第2の扇形スラブ導波路

15 出力用チャネル導波路

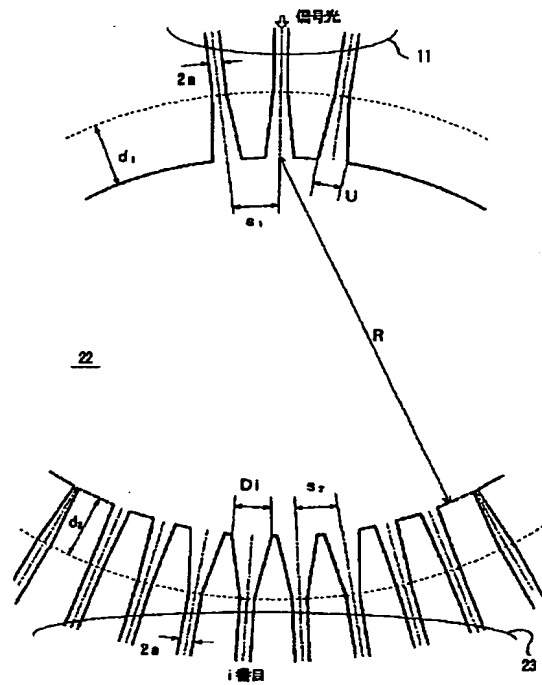
【図1】

本発明の光信号処理回路の構成

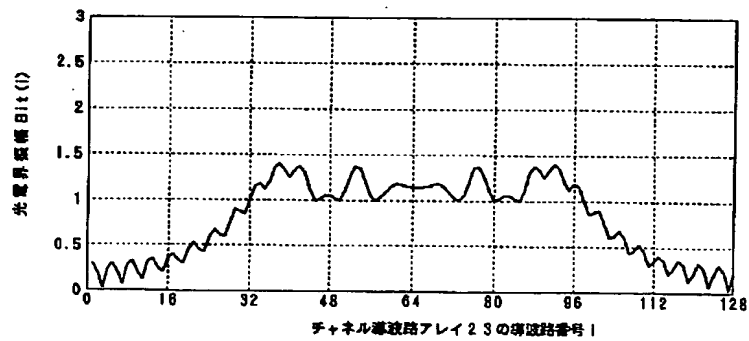


【図2】

第1の扇形スラブ導波路22の近傍の構造

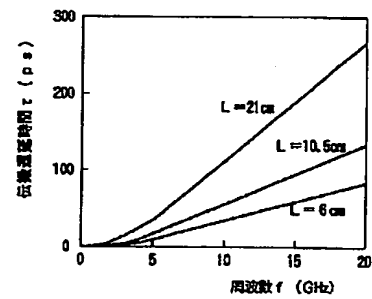


【図3】

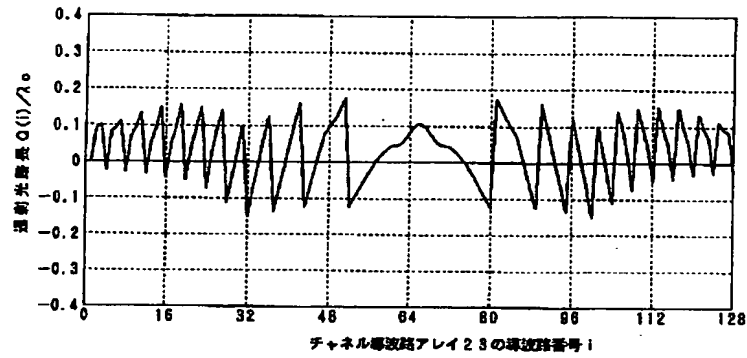
光等化器として用いる場合の光電界振幅 $B(t)$ の分布

【図10】

従来の等化器の伝搬遅延特性

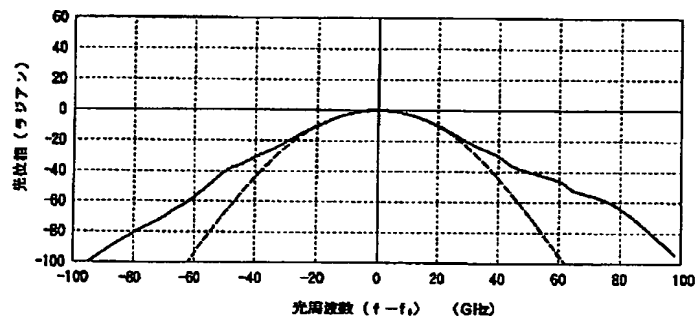


【図4】

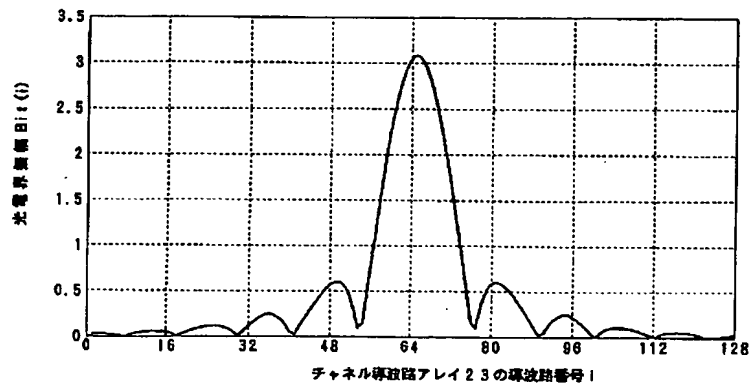
光等化器として用いる場合の遅延光路長 $Q(i)/\lambda_0$ の分布

【図5】

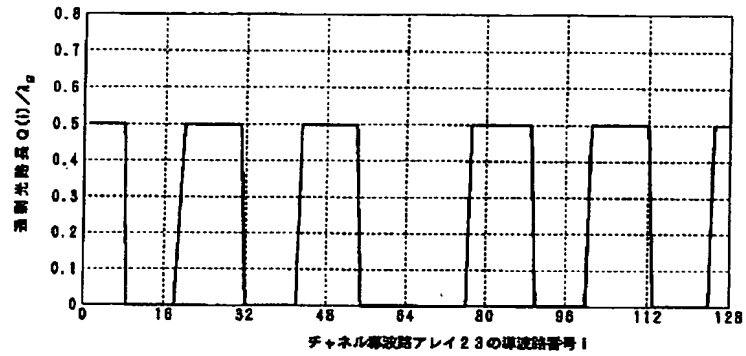
光等化器の位相特性の測定結果



【図6】

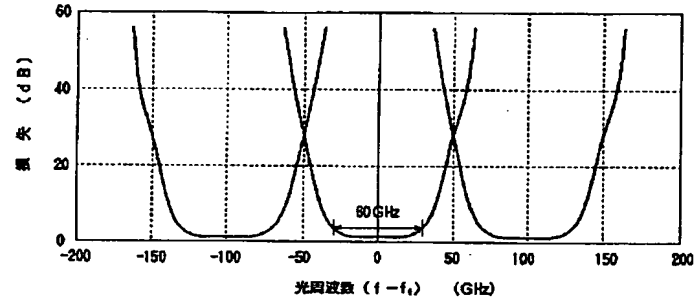
アレイ導波路回折格子として用いる場合の光電界振幅 $B_{it}(i)$ の分布

【図7】

アレイ導波路回折格子として用いる場合の通側光強度 $Q(i)/\lambda_0$ の分布

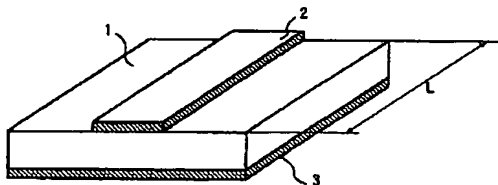
【図8】

アレイ導波路回折格子の光周波数特性の測定結果



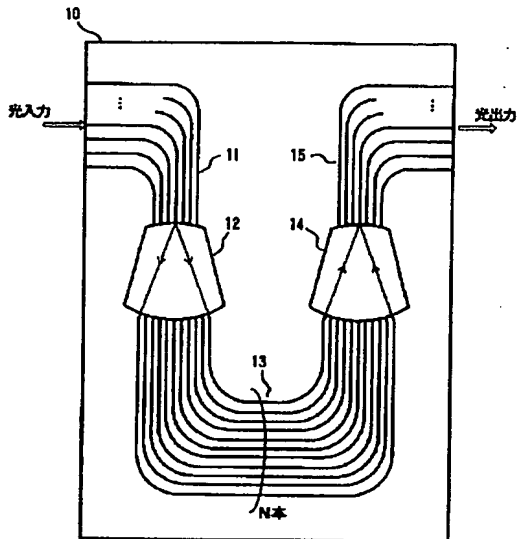
【図9】

従来の等化器の構成



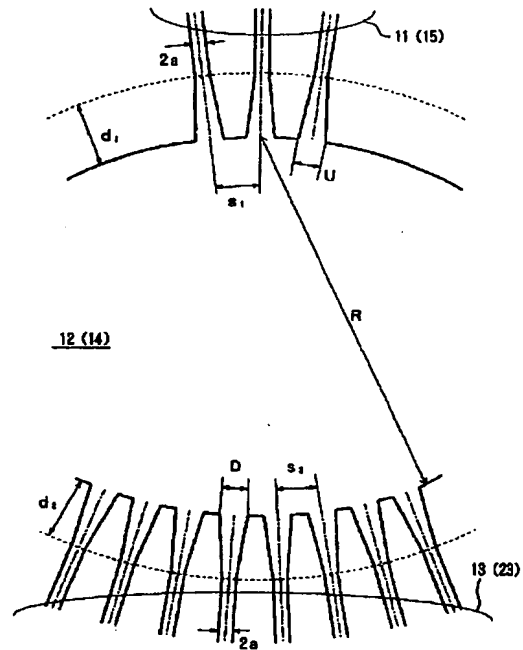
【図11】

従来のアレイ導波路回折格子の構成



【図12】

第1の扇形スラブ導波路12 (第2の扇形スラブ導波路14) の近傍の構造



【図13】

従来のアレイ導波路回折格子の光周波数特性

